



19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 Pat ntschrift
10 DE 196 05 472 C 2

51 Int. Cl.⁷:
G 01 B 11/00
G 01 B 11/26

21 Aktenzeichen: 196 05 472.9-52
22 Anmeldetag: 14. 2. 1996
43 Offenlegungstag: 22. 8. 1996
45 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 8. 3. 2001

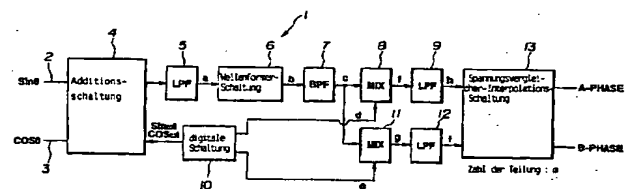
DE 196 05 472 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

30 Unionspriorität:
7-049281 15. 02. 1995 JP
73 Patentinhaber:
Futaba Denshi Kogyo K.K., Mobara, Chiba, JP
74 Vertreter:
Kirschner, K., Dipl.-Phys., Pat.-Anw., 81479
München

72 Erfinder:
Abo, Mitsuyoshi, Mobara, Chiba, JP; Kuga,
Toshihiko, Mobara, Chiba, JP
56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:
DE 36 40 413 C2

- 54 Interpolationsschaltung für eine Meßeinrichtung
- 57 Interpolationsschaltung für eine inkrementelle Meßeinrichtung zur Erhöhung der Auflösung der Meßeinrichtung und zur Ausgabe eines zur Abtastgeschwindigkeit proportionalen Meßsignales. mit
- einer Additionsschaltung mit Gegentaktmodulation, der zwei periodische Abtastsignale in Form eines $\sin \theta$ -Signals und eines $\cos \theta$ -Signals zugeführt werden und in der die modulierten Signale addiert werden;
 - einem Tiefpaßfilter zur Filterung des Ausgangssignals der Additionsschaltung;
 - einer Wellenformerschaltung zur Digitalisierung des gefilterten Ausgangssignals der Additionsschaltung mit der Phase θ ;
 - einer Ableitungseinrichtung (Bandpaßfilter), um eine n -te höhere Harmonische des Ausgangssignals der Wellenformerschaltung abzuleiten;
 - einer ersten Mischstufe, um das n -te höhere harmonische Signal, das von der Ableitungseinrichtung (Tiefpaßfilter) abgeleitet wurde, mit einem Frequenzsignal zu mischen, welches eine Frequenz, die n -mal höher ist als die der modulierten Welle und eine Phase von 0° hat;
 - einer zweiten Mischstufe zum Mischen des n -ten höheren harmonischen Signales, das von der Ableitungseinrichtung (Tiefpaßfilter) abgeleitet wurde, mit einem Frequenzsignal, das eine Frequenz, die n -mal höher ist als die der modulierten Welle ist und eine Phase von 90° hat;
 - einer Spannungsvergleicher-Interpolationsschaltung, um eine Spannungsvergleicher-Interpolation eines $\cos n\theta$ -Signals, das von der ersten Mischstufe abgegeben wird, und eines $\sin n\theta$ -Signals, das von der zweiten Mischstufe abgegeben wird, durchzuführen, um ein m -geteiltes Interpolationsausgangssignal zu liefern, um dadurch interpolierte A-Phasen- und B-Phasen-Signale mit einer gesamten Teilungszahl von $n \times m$ auszugeben.



DE 196 05 472 C 2

Die Erfindung betrifft eine Interpolationsschaltung für eine Meßeinrichtung.

Bei Maschinenwerkzeugen oder dgl. ist es bekannt, daß es für die Präzisionsbearbeitung kritisch ist, genau die Bewegung eines Werkzeuges in Relation zu einem Werkstück zu messen. Für diesen Zweck wurden verschiedene Meßeinrichtungen entwickelt und als kommerzielle Produkte hergestellt.

Eine derartige, herkömmliche Meßeinrichtung ist eine optische Skalenmeßeinrichtung, die ein Moiré-Muster verwendet, welches durch Überlagerung von zwei optischen Gittern erhalten wird. Eine optische Skalenmeßeinrichtung, die herkömmlicherweise für diesen Zweck verwendet wird, ist typischerweise so aufgebaut, wie in den Fig. 6(a) und 6(b) gezeigt ist. Insbesondere umfaßt die Einrichtung eine Hauptskala 101, die von einem Gitter gebildet wird, das auf einer Glasplatte in einer solchen Weise vorgesehen ist, daß lichtdurchlässige Abschnitte und lichtundurchlässige Abschnitte an vorgegebenen Intervallen angeordnet sind, und eine Indexskala 102, die durch ein Gitter gebildet ist, das auf einer Glasplatte in einer solchen Weise angeordnet ist, daß lichtdurchlässige Abschnitte und lichtundurchlässige Abschnitte an vorgegebenen Intervallen angeordnet sind. Die Indexskala 102 ist so angeordnet, daß sie um ein Mikrointervall von der Hauptskala 101 unter Abstand liegt und gegenüber der Hauptskala 101 angeordnet ist, während sie unter einer Neigung von einem Mikrowinkel in Bezug auf die Hauptskala 101 gehalten wird.

Das Gitter, das auf diese Weise auf der Hauptskala 101 und der Indexskala 102 angeordnet ist, wird dadurch gebildet, daß eine Dünnschicht aus Cr auf einer Oberfläche der Glasplatte durch Vakuumabscheidung hergestellt wird, und dann wird die Cr-Dünnschicht geätzt, um die gewünschten Linien unter gleichen Abständen auf der Glasplatte zu bilden.

Die Anordnung der Hauptskala 101 und der Indexskala 102 in der Weise, daß sie aneinander unter einem Mikrointervall gegenüberliegen und daß die Index- und die Hauptskala einen kleinen Winkel θ einschließen, bewirkt, daß ein Moiré-Muster auftritt, wie in Fig. 8 gezeigt ist. Der Moiré-Muster hat einen Zyklus von W, so daß Dunkelheit oder Helligkeit bei jedem Zyklus W erzeugt wird. Die Dunkelheit oder Helligkeit wird abwärts oder aufwärts bewegt, je nach der Richtung, in der die Indexskala 102 seitlich gegenüber der Hauptskala 101 bewegt wird.

Wenn die Gitterteilung von der Hauptskala 101 und der Indexskala 102 mit P und der Neigungswinkel der Indexskala 102 in Bezug auf die Hauptskala 101 mit θ (rad) bezeichnet wird, ist der Zyklus W des Moiré-Musters durch folgenden Ausdruck gegeben:

$$W = P/\theta.$$

Daher entspricht der Zyklus W des Moiré-Musters einem Zyklus, der dadurch erhalten wird, daß die Gitterteilung P um einen Faktor von $1/\theta$ vergrößert wird. Daher bewirkt eine Bewegung des Gitters um P eine Bewegung des Moiré-Musters um W, so daß das Ablesen einer vergrößerten Variation von W die präzise Messung der Größe der Bewegung des Gitters gestattet.

Um eine Variation des Moiré-Musters optisch zu detektieren, werden ein lichtemittierendes Element 103 und ein lichtempfangendes Element 105 auf einem Kopf 106 angeordnet, der mit der Indexskala 102 versehen ist, wie in den Fig. 7(a) und 7(b) dargestellt ist. Insbesondere ist, wie in Fig. 7(b) dargestellt ist, der Kopf 106 an einer seiner Seiten

gegenüber der Hauptskala 101 mit einem lichtemittierenden Element (Lichtquelle) 103 versehen, um dadurch zu ermöglichen, daß das lichtempfangende Element (photoelektrisches Transferelement) 105 Licht von dem lichtemittierenden Element 103 empfängt, welches durch das Moiré-Muster hindurchgetreten ist, so daß eine Variation in dem Moiré-Muster optisch detektiert wird.

Die Ablesung einer Variation als Strom, der zu dem photoelektrischen Transferelement 105 fließt, während die Indexskala 102 relativ zu der Hauptskala 101 bewegt wird, zeigt, daß sich der Strom wie eine Sinuswelle ändert, wie in Fig. 9 gezeigt ist.

Wenn man zwei photoelektrische oder A-Phasen- und B-Phasen-Transferelemente 107 und 108 anordnet und sie voneinander um eine Summe von einem Zyklus W (360°) und 90° versetzt, wird bewirkt, daß ein in dem photoelektrischen A-Phasen-Transferelement 107 fließender Strom eine Wellenform wie eine Sinuswelle hat, und ein in dem photoelektrischen B-Phasen-Transferelement 108 fließender Strom eine Wellenform wie eine Cosinuswelle hat.

In diesem Fall ist die Phase eines zu dem photoelektrischen B-Phasen-Transferelement 108 fließenden Stromes voreilend oder nacheilend um 90° in Bezug auf die Phase eines Stromes, der zu dem photoelektrischen A-Phasen-Transferelement 107 fließt, je nach der Richtung der Relativbewegung zwischen der Hauptskala 101 und der Indexskala 102. Die Anordnung der beiden photoelektrischen Transferelemente, während sie voneinander um 90° versetzt sind, ermöglicht daher eine Detektierung der Abweichung der beiden Phasen, so daß die Richtung der relativen Bewegung zwischen diesen Skalen detektiert werden kann.

Ein Zyklus P von sowohl dem A-Phasensignal als auch dem B-Phasensignal entspricht der Bewegung der Indexskala 102 um einen Gitterabstand P, so daß man durch Zählen der A-Phasensignale und B-Phasensignale mit einem Zähler, nachdem die Wellenformen der Signale korrigiert worden sind, die Messung der Distanz der Bewegung der Indexskala 102 ermöglicht.

In dem oben beschriebenen optischen Meßgerät macht es die präzise Ausbildung des Gitters auf der Glasplatte erforderlich, daß der Gitterabstand auf Mikrometer oder mehrere 10 Mikrometer oder mehr festgelegt wird. Dadurch kann das optische Meßgerät Wegstrecken, die im Submikrometerbereich liegen, nicht mehr messen. Um dieses Problem zu lösen, wird eine Interpolationsschaltung verwendet, die dazu geeignet ist, den Gitterabstand durch Interpolation zu unterteilen, so daß auch eine Wegstrecke unterhalb des Submikrometerbereiches gemessen werden kann.

Solch eine Interpolationsschaltung kann in der Weise aufgebaut sein, wie beispielsweise in Fig. 10 gezeigt ist. Bei der in Fig. 10 gezeigten Interpolationsschaltung sind eine Sinuswelle 111 und eine Cosinuswelle 112, die an eine Spannungsadditions-Subtraktionsschaltung 117 angelegt werden, die gleichen wie die A-Phasensignale und B-Phasensignale, die in Fig. 9 gezeigt sind. Die Signale werden als $\sin \theta$ -Signal und $\cos \theta$ -Signal von der Spannungsaddition-Subtraktionsschaltung 117 respektive ausgegeben. Die Spannungsaddition-Subtraktionsschaltung 117 addiert die Sinuswelle 111 und die Cosinuswelle 112 miteinander, um ein $\sin(\theta + 45^\circ)$ -Signal auszugeben, und sie subtrahiert die Cosinuswelle 112 von der Sinuswelle 111, um ein $\sin(\theta - 45^\circ)$ -Signal auszugeben. Die vier Signale, die auf diese Weise von der Spannungsaddition-Subtraktionsschaltung 117 ausgegeben werden, werden in eine Wellenformer-Schaltung 118 gegeben, wo die Signale jeweils in eine Pulsform umgeformt werden, so daß sich die Pulssignale ergeben, die bei a, b, c und d in Fig. 11 gezeigt sind.

In diesem Fall bildet ein Zyklus P von jeweils der Sinus-

welle 111 und der Cosinuswelle 112 den Zyklus P, der in Fig. 11 gezeigt ist. Danach werden die Pulssignale a und b jeweils an eine EXKLUSIV-ODER-Schaltung (EX-OR) 119 eingegeben, so daß sich ein Impulssignal ergibt, dessen Frequenz verdoppelt ist, wie es als A-Phase in Fig. 11 dargestellt ist. Entsprechend wird jedes der Pulssignale c und d an eine EXKLUSIV-ODER-Schaltung (EX-OR) 120 gegeben, so daß sich ein Pulssignal ergibt, dessen Frequenz verdoppelt ist, wie als B-Phase in Fig. 11 dargestellt ist.

Die Interpolationsschaltung gibt daher Pulssignale der A- und B-Phasen ab, deren Frequenz verdoppelt ist. Wenn ein Zähler eingesetzt wird, um jedes der Pulssignale an der vorderen Flanke des Signales und an der hinteren Flanke des Signales zu zählen, können acht Zählvorgänge in einem Zyklus P erhalten werden. Daher wird die Interpolation des Pulssignales um einen Faktor von 8 vergrößert. Folglich kann unter der Annahme, daß der Gitterabstand P 16 Mikrometer beträgt, eine Wegstrecke mit einer Auflösung von 2 Mikrometer gemessen werden.

Eine weitere, herkömmliche Interpolationsschaltung, die in der japanischen Offenlegungsschrift Nr. 132104/1988 gezeigt ist, wird nun anhand von Fig. 12 beschrieben. In der Interpolationsschaltung von Fig. 12 werden eine Sinuswelle 111 und eine Cosinuswelle 112 an eine Additionsschaltung 113 mit Gegentaktmodulation gegeben. Die Signale sind die A-Phasensignale und B-Phasensignale, die resp. in Fig. 9 gezeigt sind. Die Additionsschaltung 113 mit Gegentaktmodulation unterwirft ein $\sin \omega t$ -Signal und ein $\cos \omega t$ -Signal, die in Form eines Trägers von einer digitalen Schaltung 116 zugeführt werden, einer Gegentaktmodulation mit Hilfe der auf diese Weise eingegebenen Signale, um dadurch die Gegentakt modulierten Wellen zu den Signalen zu addieren und danach die Signale auszugeben. Der Ausgang der Additionsschaltung 113 mit Gegentaktmodulation wird dann durch einen Tiefpaßfilter (LPF) 114 gegeben, der eine $\sin(\omega t - \theta)$ -Signalkomponente aus dem Ausgang extrahiert und dann diesen Ausgang einer Wellenformerschaltung 115 zuführt, die das Signal in ein Pulssignal umformt.

Das Pulssignal wird dann an eine digitale Schaltung 116 gegeben, so daß das A-Phasen-Signal und das B-Phasen-Signal, die interpoliert sind, davon ausgegeben werden.

Das Pulssignal a, das von der Wellenformerschaltung 115 ausgegeben wird, hat eine Phase, die einer Phasenmodulation mit einer Sinuswelle ($\sin \theta$) 111 und einer Cosinuswelle ($\cos \theta$) 112, die eingegeben werden, unterworfen ist. Insbesondere hat das Pulssignal eine Pulsbreite, die von der Größe der Abweichung der Indexskala 102 und einer Richtung der Abweichung abhängt. Wie in Fig. 13 gezeigt ist, bewirkt daher die Bewegung nach rechts, daß die Pulsbreite des Pulssignales vergrößert wird, während eine Bewegung nach links bewirkt, daß die Breite vermindert wird.

Eine Pulsbreitenabweichung von einer Referenzpulsbreite wird in Form des A-Phasen-Signals (Pulsbreite: τ_1) oder B-Phasen-Signal (Pulsbreite: τ_2) ausgegeben. Die Zahl der Taktimpulse, die in Fig. 13 gezeigt sind, und die innerhalb einer Pulsbreite von jedem der A-Phasen- und B-Phasen-Signale liegen, wird gezählt, so daß ein interpolierter Wert von dem Zähler erhalten wird.

Die $\sin \omega t$ - und $\cos \omega t$ -Trägersignale werden dadurch gebildet, daß die Frequenzen der Taktsignale geteilt werden, die von dem Zähler gezählt werden. In diesem Fall wird die Auflösung der Interpolationsschaltung durch die Zahl der Teilung bestimmt. Wenn die Zahl der Teilung 40 ist, ist die Interpolation von 40 Impulsen möglich. Daher hat, wenn der Gitterabstand 40 Mikrometer ist, das Meßgerät eine Auflösung von 1 Mikrometer.

Bei der herkömmlichen Interpolationsschaltung, die oben in Bezug auf Fig. 10 beschrieben wurde, kann die Zahl der

Interpolationen (Teilungszahl) wegen eines Fehlers im Widerstandswert der Spannungsaddition-Subtraktionsschaltung 117 und eines Versatzfehlers der Wellenformerschaltung 115 nicht beliebig erhöht werden, so daß die Auflösung nicht beliebig reduziert werden kann.

Obwohl die in Fig. 12 gezeigte Interpolationsschaltung die Auflösung dadurch verbessert, daß die Teilungszahl erhöht wird, ist sie nicht in der Lage, ein zur Geschwindigkeit proportionales Ausgangssignal zu liefern, so daß sie ihr Ausgangssignal auch nicht direkt zu anderen Anwendungen weiterleiten kann.

Demgegenüber liegt der Erfindung die Aufgabe zugrunde, eine Interpolationsschaltung für eine Meßeinrichtung anzugeben, bei der die Auflösung verbessert ist und die ein zur Geschwindigkeit proportionales Ausgangssignal liefert.

Dazu weist die erfindungsgemäße Interpolationsschaltung die in Anspruch 1 angegebenen Merkmale auf.

Die erfindungsgemäße Interpolationsschaltung in Verbindung mit einer Meßeinrichtung kann die Größe der Abweichung, beispielsweise einer Bewegung, Rotation oder dgl., die zwischen zwei Objekten ausgeführt wird, messen.

Eine vorteilhafte Ausgestaltung der Erfindung ergibt sich aus Anspruch 2.

Ausführungsbeispiele der Erfindung werden nun anhand der beiliegenden Zeichnung beschrieben. Es zeigen:

Fig. 1 ein Blockdiagramm eines Ausführungsbeispiels einer Interpolationsschaltung für eine Meßeinrichtung gemäß der Erfindung;

Fig. 2 eine Blockschaltung einer anderen Ausführungsform einer Interpolationsschaltung für eine Meßeinrichtung gemäß der Erfindung, die so aufgebaut ist, daß die Teilungszahl weiter erhöht wird;

Fig. 3 ein Schaltungsdiagramm für ein Beispiel einer Additionsschaltung mit Gegentaktmodulation;

Fig. 4 eine Gruppe von Wellenformdiagrammen, die die Arbeitsweise der Additionsschaltung mit Gegentaktmodulation von Fig. 3 zeigt;

Fig. 5 ein Schaltungsdiagramm für ein Beispiel einer Mischstufe;

Fig. 6(a) und (b) schematische Darstellungen eines herkömmlichen optischen Meßgeräts;

Fig. 7(a) ein Blockdiagramm, das das Prinzip eines herkömmlichen optischen Meßgerätes darstellt;

Fig. 7(b) eine schematische Darstellung der Vorderansicht des optischen Meßgerätes von Fig. 7(a);

Fig. 8 eine schematische Darstellung, die ein Beispiel für die Anordnung eines photoelektrischen Transferelementes zum Gewinnen eines Moiré-Musters und von A-Phasen- und B-Phasen-Signalen zeigen;

Fig. 9 eine schematische Darstellung, die das Verhältnis zwischen der relativen Position einer Hauptskala und einer Indexskala und ein Stromausgangssignal darstellt;

Fig. 10 ein Blockdiagramm, das ein Beispiel für eine herkömmliche Interpolationsschaltung zeigt;

Fig. 11 eine Gruppe von Wellenformdiagrammen, die die Arbeitsweise einer herkömmlichen Interpolationsschaltung von Fig. 10 zeigt;

Fig. 12 ein Blockdiagramm, das ein anderes Beispiel für eine herkömmliche Interpolationsschaltung zeigt; und

Fig. 13 eine Gruppe von Wellenformdiagrammen, die die Arbeitsweise der herkömmlichen Interpolationsschaltung von Fig. 12 darstellt.

In Fig. 1 ist ein Ausführungsbeispiel der Interpolationsschaltung (1) für eine Meßeinrichtung gemäß der Erfindung gezeigt. Ein $\sin \theta$ -Signal 2 und $\cos \theta$ -Signal 3 sind als A-Phase und B-Phase in Fig. 9 resp. dargestellt. Eine Additionsschaltung 4 mit Gegentaktmodulation unterwirft die Trä-

gersignale $\sin \omega t$ und $\cos \omega t$ einer Gegentaktmodulation mit Hilfe des $\sin \theta$ -Signals und $\cos \theta$ -Signals 2 und 3, um zwei modulierte Signale zu erhalten und dann die Addition der beiden modulierten Signale durchzuführen. Ein Tiefpassfilter (LPF) 5 leitet eine fundamentale Wellenkomponente oder $\sin (\omega t + \theta)$ -Komponente aus einem Ausgangssignal der Additionsschaltung 4 ab. Eine Wellenformerschaltung 6 dient dazu, daß $\sin (\omega t + \theta)$ -Signal, das von dem Tiefpassfilter 5 abgegeben wird, in ein Pulssignal umzuformen.

Ein Bandpassfilter (BPF) 7 dient dazu, eine n -te höher harmonische Komponente aus dem Ausgangssignal der Wellenformerschaltung 6 abzuleiten. Mischstufen (MIXs) 8 und 11 mischen die n -ten höher harmonischen Komponenten, die von dem Bandpassfilter 7 abgegeben werden, mit einem $\sin n\omega t$ -Signal bzw. einem $\cos \omega t$ -Signal, die von einer digitalen Schaltung 10 zugeführt werden. Tiefpassfilter 9 und 12 leiten ein $\sin n\theta$ -Signal bzw. ein $\cos \omega t$ -Signal aus dem Ausgangssignal der Mischstufen 8 und 11 ab. Die digitale Schaltung 10 gibt ein Trägersignal an die Additionsschaltung mit Gegentaktmodulation ab und versorgt die Mischstufen 8 und 11 mit einem Frequenzsignal mit einer Frequenz, die n -mal höher ist als die des Trägersignals. Eine Spannungsvergleichs-Interpolationsschaltung 13 unterwirft die Ausgangssignale der Tiefpassfilter 9 und 12 einer Spannungsaddition-Subtraktion, um ein Ausgangssignal zu liefern, das eine Vielzahl von Phasen aufweist, um so sowohl die durch m -dividierte Interpolation-Ausgangs-A-Phase und auch die B-Phase zu erzeugen.

Die Interpolationsschaltung 1 arbeitet wie folgt: ein $\sin \theta$ -Signal 2 das an die Additionsschaltung 4 mit Gegentaktmodulation angegebe wird, wird mit einem Träger $\cos \omega t$ -Signal multipliziert, das von der digitalen Schaltung 10 abgegeben wird. Entsprechend wird ein $\cos \theta$ -Signal 3 mit einem Träger $\sin \omega t$ -Signal multipliziert, welches von der digitalen Schaltung 10 abgegeben wird.

Die Additionsschaltung 4 mit Gegentaktmodulation führt daher eine Funktion mit der folgenden Gleichung (1) aus:

$$\sin \theta \cdot \cos \omega t + \cos \theta \sin \omega t = \sin (\omega t + \theta) \quad (1)$$

Die Additionsschaltung 4 führt diese Funktion in digitaler Weise durch. Daher enthält ein Ausgangssignal der Additionsschaltung 4 eine höhere harmonische Komponente zusätzlich zu einer Komponenten, die durch die oben gegebene Gleichung (1) dargestellt ist.

Der Tiefpaßfilter 5 ist vorgesehen, um diese höhere harmonische Komponente zu eliminieren. Zu diesem Zweck kann der Tiefpaßfilter 5 nur ein Signal einer $\sin (\omega t + \theta)$ -Komponente ausgeben, welches dann in die Wellenformerschaltung 6 gegeben wird. Die Wellenformerschaltung 6 formt das $\sin (\omega t + \theta)$ -Signal in eine Pulswellenform um, so daß die Wellenformerschaltung 6 ein Signal b ausgibt, welches eine fundamentale Welle von $\sin (\omega t + \theta)$ und ungeraden höheren harmonischen Komponenten davon umfaßt und durch die folgenden Gleichung (2) ausgedrückt wird:

$$b = \sin (\omega t + \theta) + 1/3 \cdot \sin (3\omega t + 3\theta) + 1/5 \cdot \sin (5\omega t + 5\theta) + \dots \quad (2)$$

Die Phase einer ungeraden höheren harmonischen Komponenten ist $n\theta$, wenn es sich um die n -te höhere Harmonische handelt.

Sodann leitet der Bandpassfilter 7 aus dem Ausgangssignal, das auf diese Weise von der Wellenformerschaltung 6 gebildet wurde, ein $\sin (n\omega t + n\theta)$ -Signal ab, das ein Signal c der n -ten höheren Komponente ist und den Mischstufen 8 und 11 zugeführt wird.

Die Mischstufe 8 wird mit einem d -Signal oder einem

Frequenzsignal $\sin n\omega t$ mit einer Frequenz versorgt, die n -mal höher als die des Trägersignals ist. Das Signal d wird mit dem oben beschriebenen Signal in der Mischstufe 8 vermischt, so daß er ein $\cos n\theta - \cos (2n\omega t + n\theta)$ -Signal ausgibt.

Die Mischstufe 11 wird mit einem e -Signal oder einem Frequenzsignal $\cos n\omega t$ mit einer Frequenz versorgt, die n -mal höher als die des Trägersignals ist. Das Signal e wird mit dem oben beschriebenen Signal in der Mischstufe 11 gemischt, so daß sie ein $\sin n\theta + \sin (2n\omega t + n\theta)$ -Signal abgibt.

Das Ausgangssignal der Mischstufe 8 wird auf den Tiefpaßfilter 9 gegeben, so daß nur ein $\cos \theta$ -Signal abgeleitet wird, welches an die Spannungsvergleichs-Interpolationsschaltung 13 gegeben wird.

Das Ausgangssignal der Mischstufe 11 wird an den Tiefpaßfilter 12 gegeben, so daß nur ein $\sin \theta$ -Signal abgeleitet wird, welches dann an die Spannungsvergleichs-Interpolationsschaltung 13 gegeben wird.

Die Spannungsvergleichs-Interpolationsschaltung 13 ist, wenn die Teilungszahl der Schaltung 13 gleich acht ist, im wesentlichen in der gleichen Art aufgebaut wie die Interpolationsschaltung, die oben im Zusammenhang mit Fig. 10 beschrieben wurde, so daß A-Phasen- und B-Phasen-Ausgangssignale geliefert werden, die aufgrund einer Achterteilung der Phase interpoliert sind.

Die Interpolationsschaltung (Fig. 10) ist so aufgebaut, daß Sinus- und Cosinus-Signale mit Phasen von $(\theta + 45^\circ)$ und $(\theta - 45^\circ)$ durch Addieren-Subtrahieren geliefert werden. Die Interpolationsschaltung kann so aufgebaut sein, daß eine Spannungsaddition durchgeführt wird, um vier Sinus- und Cosinus-Signale mit Phasen von $(\theta + 22,5^\circ)$, $(\theta - 22,5^\circ)$, $(\theta + 67,5^\circ)$ und $(\theta - 67,5^\circ)$ geliefert werden, so daß durch 16-dividierte A-Phasen- und B-Phasen-Signale erzeugt werden.

Angenommen, daß die Zahl der Division der Spannungsvergleichs-Interpolationsschaltung 13 gleich m ist, wird die Zahl der Division der Interpolationsschaltung 1 gleich $m \cdot n$, so daß die Interpolationsschaltung 1 A-Phasen und B-Phasen-Ausgangssignale liefern kann, die mit der Teilungszahl $n \cdot m$ interpoliert sind. Damit kann der Zähler Impulse von $n \cdot m$ in der Zahl zählen, wenn die Indexskala um einen Abstand bewegt wird, der einem Gitterabstand entspricht, so daß die Interpolationsschaltung der gezeigten Ausführungsform die Auflösung um einen Faktor $m \cdot n$ verbessern oder erhöhen kann.

Beispielsweise liefert eine Kombination von $n = 5$ und $m = 8$ eine Teilungszahl von 40. Damit kann die Interpolationsschaltung 1 eine Auflösung von 0,4 Mikrometer liefern, wenn der Gitterabstand 16 Mikrometer ist, und 1 Mikrometer, wenn er 40 Mikrometer ist.

Eine Kombination von $n = 10$ und $m = 16$ liefert eine Teilungszahl von 160, so daß die Interpolationsschaltung eine Auflösung von 0,1 Mikrometer liefern kann, wenn die Gitterkonstante 16 Mikrometer ist.

Daher wird mit der Interpolationsschaltung des gezeigten Ausführungsbeispiels eine verbesserte Auflösung erzielt. Das Ausgangssignal wird interpoliert, um ein der Geschwindigkeit proportionales Signal zu liefern, beispielsweise die A-Phasen- und B-Phasen-Signale von Fig. 11.

Im Hinblick auf die Signalverarbeitung ist es erwünscht, daß das " n " der n -ten höheren Harmonischen, die von dem Bandpassfilter 7 abgeleitet wird, so ausgewählt wird, daß eine höhere Harmonische geliefert wird, die eine Amplitude bei einem vorgegebenen Niveau oder mehr hat. Die Ausführungsform kann auch so ausgestaltet sein, daß der Tiefpaßfilter 5 ein Signal $\sin (\omega t - \theta)$ abgibt. Eine derartige Ausgestaltung ermöglicht ebenfalls eine Teilungszahl von $m \cdot n$. In diesem Fall wird das $\sin \theta$ -Signal 2 mit einem Träger \sin

ωt -Signal multipliziert und das $\cos \theta$ -Signal 3 wird mit einem Träger $\cos \omega t$ -Signal multipliziert, so daß die beiden Signale, die auf diese Weise multipliziert sind, miteinander addiert werden.

Auch die Interpolationsschaltung gemäß den Ausführungsformen der Erfindung kann so ausgestaltet sein, wie in Fig. 2 gezeigt ist. Bei der Interpolationsschaltung von Fig. 2 gleitet ein Bandpassfilter 21, der als Cascade an eine Wellenformerschaltung 20 angeschlossen ist, von einem Ausgang der Wellenformerschaltung 20 eine n_1 -te höhere harmonische Komponente ab, die in einer Wellenformerschaltung 22 einer Wellenformung unterworfen wird. Dann leitet ein Bandpassfilter 23, der als Cascade mit der Wellenformerschaltung 22 verbunden ist, ein n_2 -te höhere harmonische Komponente von dem wellengeformten Signal ab. Auf diese Weise werden die n_1 - und n_2 -ten höheren Harmonischen geliefert, so daß die Teilungszahl $n = n_1 \cdot n_2$ erhalten wird.

Ein solcher Aufbau, wie er in Fig. 2 gezeigt ist, ermöglicht es, daß die Teilungszahl n erhöht wird, so daß damit die Auflösung der Interpolationsschaltung weiter verbessert wird.

Im folgenden wird die Additionsschaltung 4 mit Gegentaktmodulation anhand von Fig. 3 beschrieben. Der Additionsschaltung 4 wird ein $\sin \theta$ -Signal 2 über einen Funktionsverstärker OP1 zu einer Widerstandsschaltung RT, während sie bei einer positiven Phase gehalten wird, und gleichzeitig der Widerstandsschaltung RT zugeführt, während es von einem Funktionsverstärker OP2 invertiert wird. Das $\cos \theta$ -Signal 3 wird durch einen Funktionsverstärker OP3 an die Widerstandsschaltung RT, während sie bei einer positiven Phase gehalten wird, und gleichzeitig der Widerstandsschaltung RT zugeführt, während es von einem Funktionsverstärker OP4 invertiert wird.

Die Widerstandsschaltung RT liefert daher eine Vielzahl von Mischsignalen, die entgegengesetzte Phasen und eine identische Spannung haben und die an die Eingangsanschlüsse 0 bis 7 einer Modulationsschaltung AM, resp. zugeführt werden. Die Modulationsschaltung AM hat Eingangsanschlüsse C1, C2 und C3, die mit Umschaltsignalen einer binären, gewichteten Impulsbreite versorgt werden, wie bei (a), (b) und (c) von Fig. 4 gezeigt ist, so daß die Modulationsschaltung AM die drei Umschaltsignale decodiert, um eines der Mischsignale, die an die Eingangsanschlüsse 0 bis 7 gegeben werden, auszuwählen, um dadurch ein Signal S über einen Ausgangsanschluß t0 auszugeben.

Dadurch ist es der Additionsschaltung 4 möglich, das Ausgangssignal S zu erzeugen, das ein $\sin (\omega t - \theta)$ -Signal umfaßt, das eine höhere harmonische Komponente beinhaltet, wobei das Träger $\sin \omega t$ -Signal eine grundlegende Wellenform des Umschaltsignals bildet, wie bei (b) von Fig. 4 gezeigt ist.

(a) von Fig. 4 zeigt eine Wellenform des Signum- θ -Signaleingangs und (c) von Fig. 8 zeigt eine Achter-Teilung des Eingangssignales, welches im Detail in der japanischen Offenlegungsschrift Nr. 132104/1987 beschrieben ist.

Im folgenden werden die Mischstufen 8 und 11 anhand von Fig. 5 beschrieben. Gemäß Fig. 5 wird ein $\sin (n\omega t + n\theta)$ -Signal an eine Schaltstufe 32 und gleichzeitig an einen Invertionsverstärker 30 eingegeben, so daß es in ein $\sin (n\omega t + n\theta)$ -Signal invertiert wird, welches dann an einen Schalter 33 eingegeben wird. Die Schalter 32 und 33 werden über ein Frequenzsignal $\sin n\omega t$ mit einer Frequenz, die n -mal höher als die des Trägersignals ist, bzw. einem Signal $\sin n\omega t$ betrieben, welches durch Invertieren des Signals erhalten wird. Die Ausgänge der Schalter 32 und 33 werden von einer Addierstufe 34 synthetisiert, so daß ein Mischausgangssignal $\cos n\theta - \cos (2n\omega t + n\theta)$ geliefert wird.

Dann wird der Mischstufe das Signal $\sin (n\omega t + n\theta)$ zugeführt, um das Umschalten der Schalter 32 und 33 durchzuführen, wobei das Frequenzsignal $\cos n\omega t$ mit einer Frequenz als Steuersignal benutzt wird, die n -mal höher als die des Trägersignales ist, so daß ein Mischausgangssignal $\sin n\theta + \sin (2n\omega t + n\theta)$ geliefert wird.

In jedem der oben beschriebenen Ausführungsbeispiele wird eine höhere Harmonische beim Wellenformen des Signals in eine Impulswellenform erzeugt. Alternativ kann eine Vollwellengleichrichtung statt einer Wellenformung durchgeführt werden, um dadurch eine gerade höhere Harmonische zu erzeugen.

Bei den Ausführungsbeispielen der Erfindung werden ein eingegebenes $\sin \theta$ -Signal und ein eingegebenes $\cos \theta$ -Signal in ein $\sin \theta$ -Signal und ein $\cos \theta$ -Signal umgesetzt, die eine Phase haben, die das n -fache des $\sin \theta$ - und des $\cos \theta$ -Signals haben, gefolgt von einer Spannungsvergleichs-Interpolation.

Diese Ausführung gestattet es, selbst wenn die Zahl der Spannungsvergleichs-Interpolation m reduziert wird, die Gesamtzahl der Teilung $m \cdot n$ zu erhöhen, so daß sich eine verbesserte Auflösung ergibt.

Ferner ist es bei den Ausführungsformen der Erfindung möglich, ein Ausgangssignal der Interpolationsschaltung zu erhalten, welches proportional zur Geschwindigkeit ist, so daß ein Meßsignal für einen linearen Motor erhalten wird, wobei das Ausgangssignal als Geschwindigkeitsrückkopplungssignal für einen linearen Motor verwendet wird, so daß die Notwendigkeit einer unabhängigen und separaten Einrichtung zur Lieferung des Geschwindigkeitsrückkopplungssignales eliminiert oder überflüssig wird.

Patentansprüche

1. Interpolationsschaltung für eine inkrementelle Meßeinrichtung zur Erhöhung der Auflösung der Meßeinrichtung und zur Ausgabe eines zur Abtastgeschwindigkeit proportionalen Meßsignales, mit

- einer Additionsschaltung mit Gegentaktmodulation, der zwei periodische Abtastsignale in Form eines $\sin \theta$ -Signals und eines $\cos \theta$ -Signals zugeführt werden und in der die modulierten Signale addiert werden;
- einem Tiefpaßfilter zur Filterung des Ausgangssignals der Additionsschaltung;
- einer Wellenformerschaltung zur Digitalisierung des gefilterten Ausgangssignals der Additionsschaltung mit der Phase θ ;
- einer Ableitungseinrichtung (Bandpaßfilter), um eine n -te höhere Harmonische des Ausgangssignals der Wellenformerschaltung abzuleiten;
- einer ersten Mischstufe, um das n -te höhere harmonische Signal, das von der Ableitungseinrichtung (Tiefpaßfilter) abgeleitet wurde, mit einem Frequenzsignal zu mischen, welches eine Frequenz, die n -mal höher ist als die der modulierten Welle und eine Phase von 0° hat;
- einer zweiten Mischstufe zum Mischen des n -ten höheren harmonischen Signales, das von der Ableitungseinrichtung (Tiefpaßfilter) abgeleitet wurde, mit einem Frequenzsignal, das eine Frequenz, die n -mal höher ist als die der modulierten Welle ist und eine Phase von 90° hat;
- einer Spannungsvergleichs-Interpolationsschaltung, um eine Spannungsvergleichs-Interpolation eines $\cos n\theta$ -Signals, das von der ersten Mischstufe abgegeben wird, und eines $\sin n\theta$ -Signals, das von der zweiten Mischstufe abgegeben

wird, durchzuführen, um ein m-geteiltes Interpolationsausgangssignal zu liefern, um dadurch interpolierte A-Phasen- und B-Phasen-Signale mit einer gesamten Teilungszahl von $n \times m$ auszugeben.

2. Interpolationsschaltung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß wenigstens zwei Sätze von Kombinationen von jeweils der Wellenformerschaltung und der Ableitungseinrichtung in der Art einer Cascade miteinander verbunden sind.

Hierzu 8 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

45

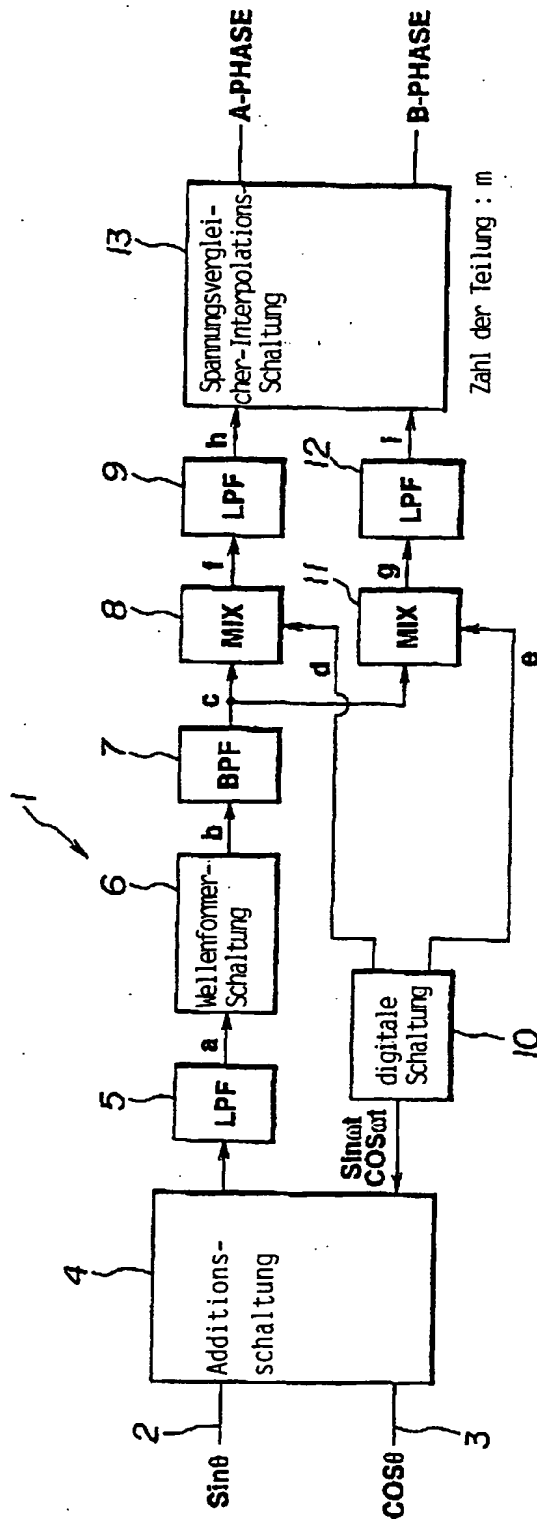
50

55

60

65

FIG.1



- a: $\sin(\omega t + \theta)$
 b: $\sin(\omega t + \theta) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t + 3\theta) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t + 5\theta) + \dots$
 c: $\sin(n\omega t + n\theta)$
 d: $\sin n\omega t$
 e: $\cos n\omega t$
 f: $\cos n\theta - \cos(2n\omega t + n\theta)$
 g: $\sin n\theta + \sin(2n\omega t + n\theta)$
 h: $\cos n\theta$
 i: $\sin n\theta$

FIG.2

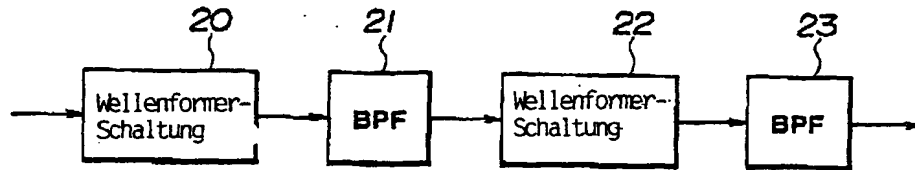


FIG.3

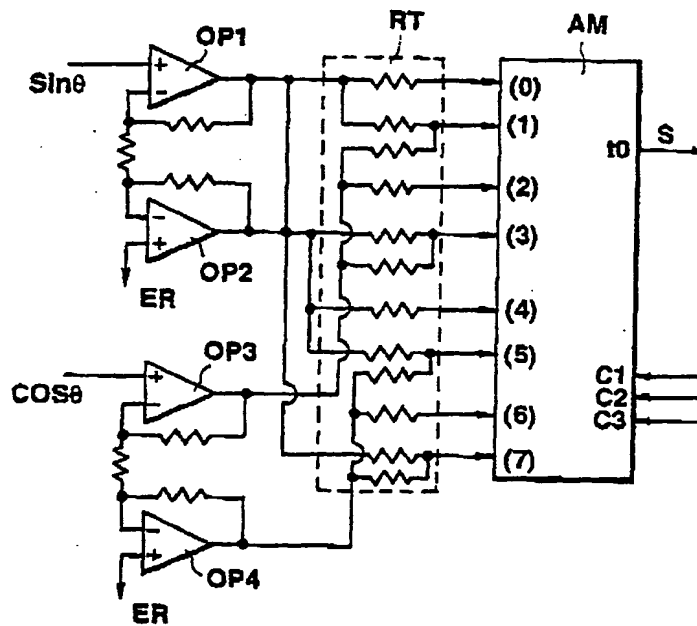


FIG.4(a)

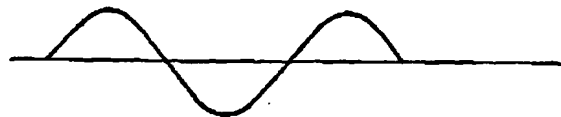


FIG.4(b)



FIG.4(c)

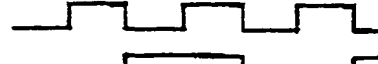


FIG.4(d)

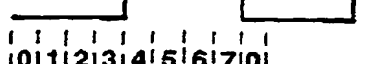


FIG.4(e)

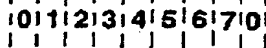


FIG.5

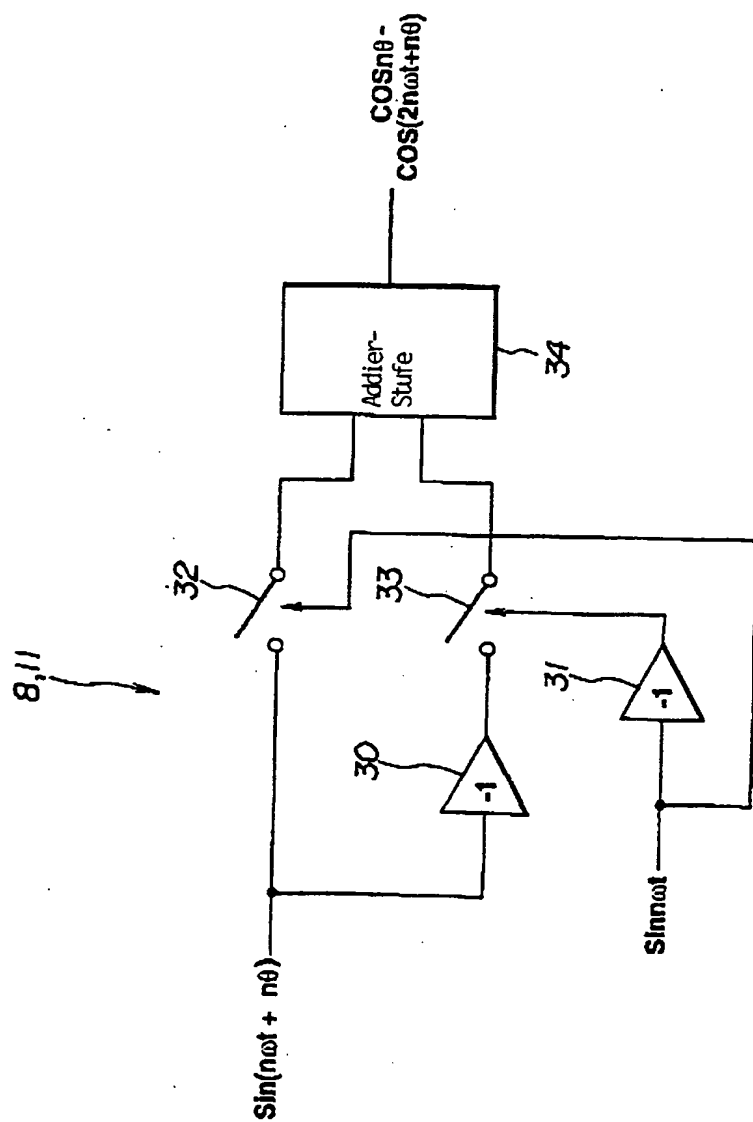


FIG.6(a)

STAND DER TECHNIK

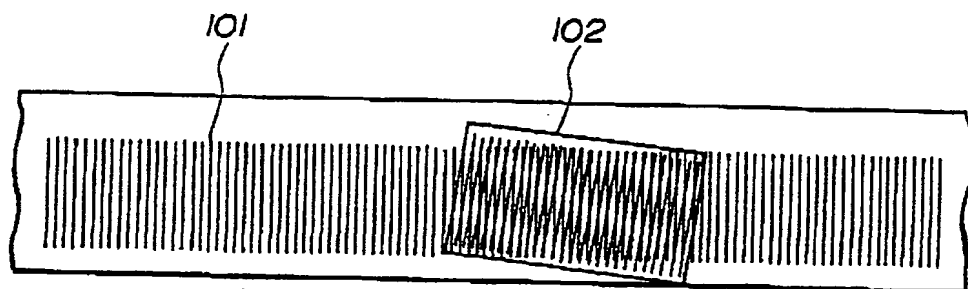


FIG.6(b)

STAND DER TECHNIK

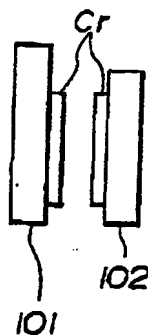


FIG.7(a)

STAND DER TECHNIK

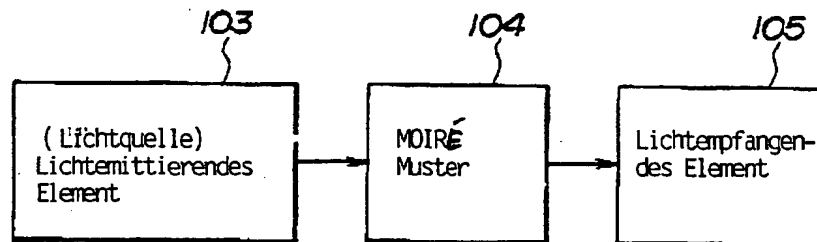


FIG.7(b)

STAND DER TECHNIK

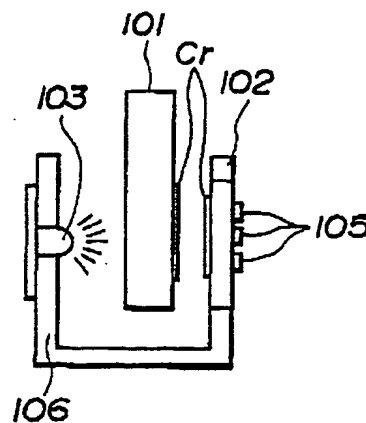


FIG.8

STAND DER TECHNIK

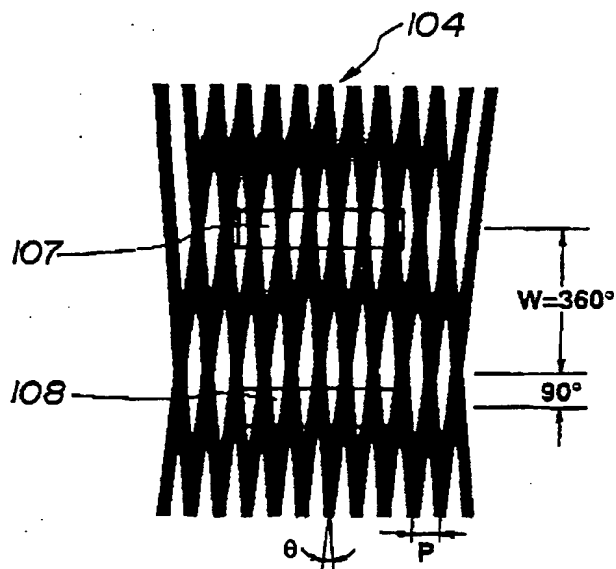


FIG.9

STAND DER TECHNIK

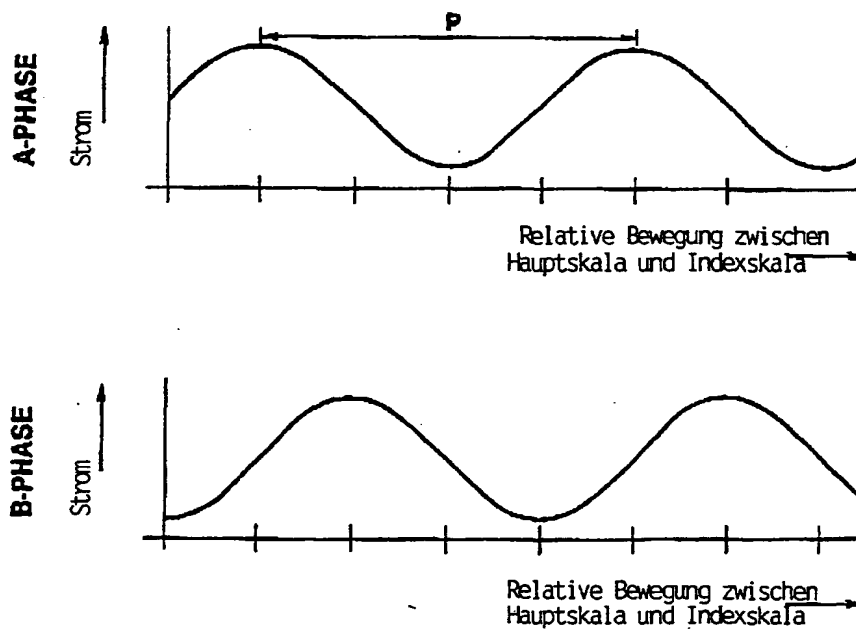


FIG.10

STAND DER TECHNIK

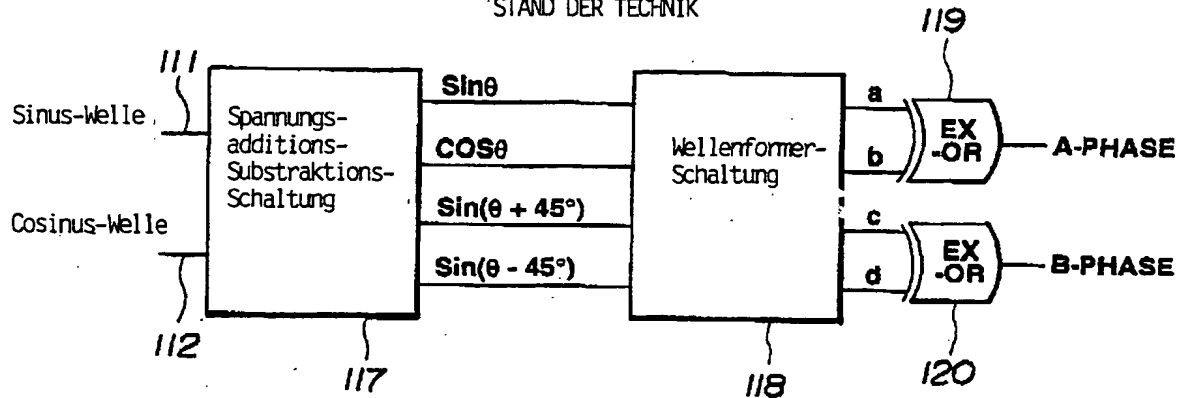


FIG.11

STAND DER TECHNIK

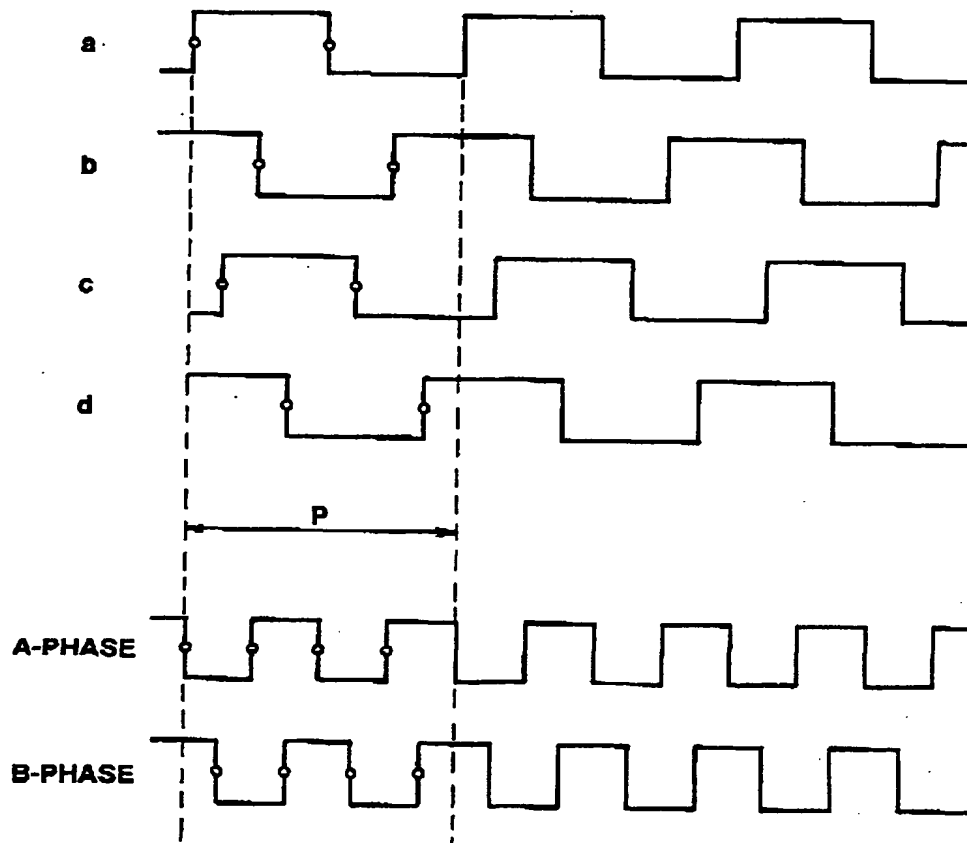


FIG.12

STAND DER TECHNIK

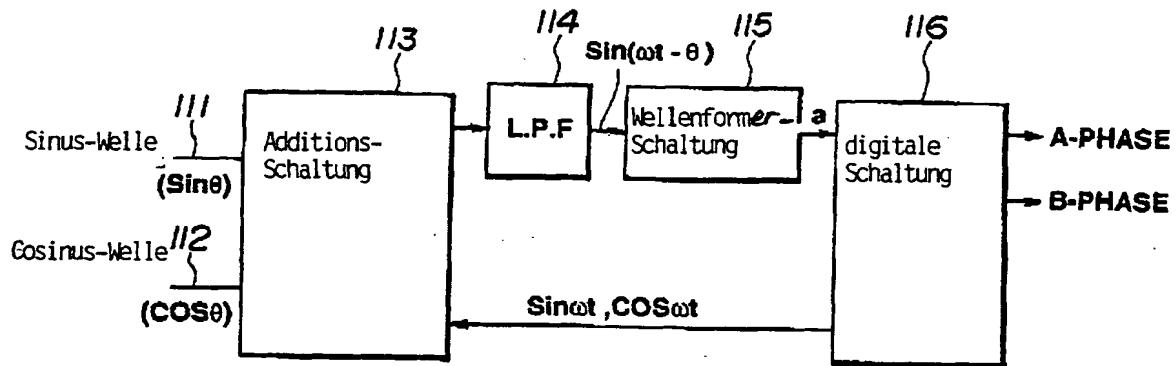
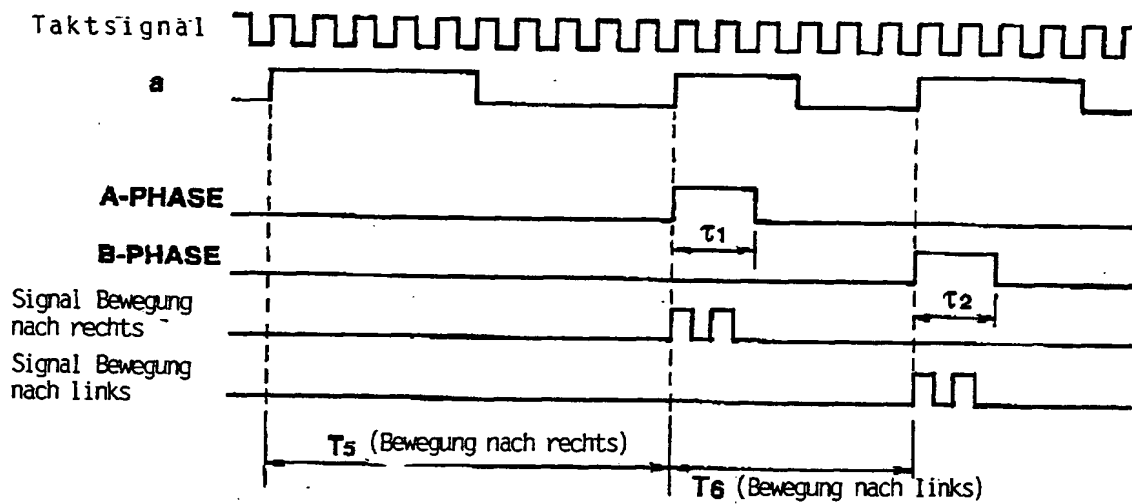


FIG.13

STAND DER TECHNIK



Interpolation circuit for measuring device

Patent Number: US5644514
Publication date: 1997-07-01
Inventor(s): ABO MITSUYOSHI (JP); KUGA TOSHIHIKO (JP)
Applicant(s): FUTABA DENSHI KOGYO KK (JP)
Requested Patent: DE19605472
Application Number: US19960601510 19960214
Priority Number(s): US19960601510 19960214; JP19950049281 19950215
IPC Classification: G01D21/02; H04L25/17
EC Classification: G01D5/245B, G01D5/36, H03M1/30Q4
Equivalents: JP2746178B2, JP8219809

Abstract

An interpolation circuit for a measuring device capable of increasing a resolution and providing a velocity proportional output. Both $\sin \theta$ signal and $\cos \theta$ signal outputted from a sensor is fed to a balanced modulation adding circuit, resulting in providing a $\sin(\omega t - \theta)$ signal, which is then shaped into a pulse wave in a waveform shaping circuit. Then, a higher harmonic component is extracted by a BPF and then mixed with $\cos n \omega t$ and $\sin n \omega t$ signals in mixers, so that $\cos n \theta$ and $\sin n \theta$ signals are taken out of LPFs, respectively. The signals are subject to interpolation in a voltage comparison interpolation circuit of which the number of dividing is m , resulting in providing an interpolation circuit of which the whole number of dividing is $m \times n$. Interpolation output A-phase and B-phase thereof each are a velocity proportional output.

Data supplied from the esp@cenet database - I2

DOCKET NO: AR-R14

SERIAL NO: _____

APPLICANT: Anton Rodi

LERNER AND GREENBERG P.A.

P.O. BOX 2480

HOLLYWOOD, FLORIDA 33022

TEL. (954) 925-1100